

MENU

SEARCH

INDEX

JAPANESE

BACK

2 / 2

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 57-199355

(43)Date of publication of application : 07.12.1982

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

(21)Application number : 56-082568

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH  
CORP <NTT>

(22)Date of filing : 01.06.1981

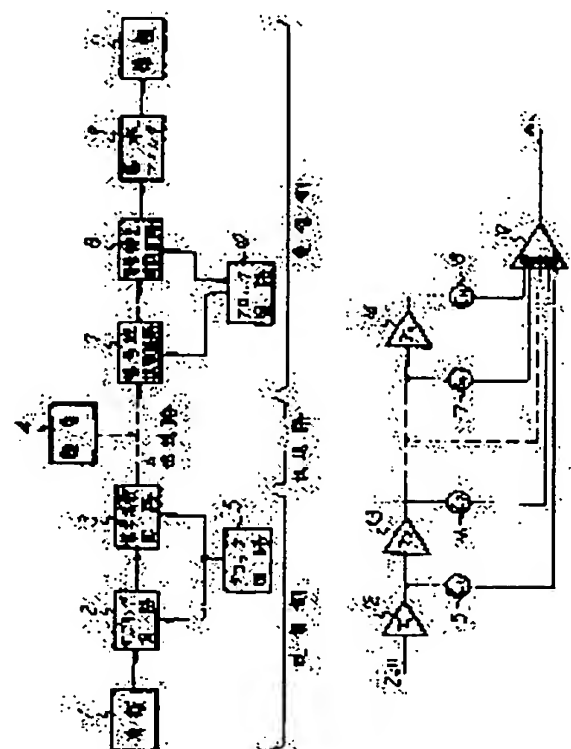
(72)Inventor : OMURA MAKOTO  
MARUBAYASHI HAJIME  
TACHIKAWA SHINICHI

## (54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To improve the generation establishment of energy of step-out and a correlative peak value to output many codes of the best characteristic, by making delay times of circuits, which constitute a row of delay circuits, uneven and making coefficients of coefficient multipliers uneven in the spread vector communication system.

**CONSTITUTION:** Information from an information source 1 is sampled by clocks of a transmission-side clock circuit 5 in a sampling circuit 2 and is applied to a signal spreading circuit 3, and an encoded signal from the circuit 3 is transmitted to a receiving-side signal processing spreading circuit 7 through a transmission line 6. Delay circuits 12 ~ 14 having delay times  $t_1 \sim t_n$  connected in series to the circuit 3, product circuits 15 ~ 17 having coefficients  $C_1 \sim C_n$  connected to connection points of circuits 12 ~ 14, and a signal adding circuit 19 which operates the sum of product circuits 15 ~ 17 and transmits it to the transmission line 6 are provided. The receiving-side circuit 7 is provided with the circuit 3 and delay and product circuits having the reverse constitution. Delay times and coefficients of product circuits are made uneven respectively to improve the generation establishment of energy of step-out and a correlative peak value.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

## ⑫ 特 許 公 報 (B2)

平2-53981

⑤Int. Cl.<sup>5</sup>  
H 04 J 13/00識別記号 庁内整理番号  
A 8226-5K

②④公告 平成2年(1990)11月20日

発明の数 1 (全7頁)

④発明の名称 拡散スペクトル通信方式

審 判 平1-15209

②特 願 昭56-82568

⑤公 開 昭57-199355

②出 願 昭56(1981)6月1日

④昭57(1982)12月7日

⑦発 明 者 大 村

誠

茨城県那珂郡東海村大字白方字白根162番地 日本電信電話公社茨城電気通信研究所内

⑦発 明 者 丸 林

元

新潟県長岡市柏町2-7-26 東西電機ビル202号室

⑦発 明 者 太 刀 川

信 一

新潟県小千谷市片貝町5154

⑧出 願 人 日本電信電話株式会社

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号

⑨代 理 人 弁理士 澤 井 敬 史

審判の合議体

審判長 小 林

一 夫

審判官 稲 葉

慶 和

審判官 斎 藤

操

⑩参 考 文 献 特開 昭55-58612 (JP, A)

1

## ⑦特許請求の範囲

1 送信側では、送信しようとする信号のサンプリング間隔に対し、その $1/N$ ( $N$ は2以上の自然数)が1ビット間隔となるように送信信号を整形し、

該整形された信号を縦続に接続された遅延回路の列に通し、各遅延回路の接続点に接続された $N$ 個の係数乗算器の出力の総和をとることによりスペクトル拡散を行って送信し、

受信側では、受信信号を縦続に接続された遅延回路の列に通し、各遅延回路の接続点に接続された $N$ 個の係数乗算器の出力の総和をとることによりスペクトル逆拡散を行って相関出力を得、

該相関出力を信号検出同期回路に送って元の信号を抽出する拡散スペクトル通信方式において、

送信側の前記各遅延回路の遅延時間を、前記1ビット間隔の時間を単位として、その整数倍に設定し、かつ、送信側の前記係数乗算器の出力の総和をとる時に、前記整形された信号が互いに重ならないような値に前記整数倍の値をそれぞれ不均一に設定し、

送信側の前記各係数乗算器の係数を、それぞれ+1または-1のいずれかの値で、かつ、不均一に設定し、

2

受信側の前記各遅延回路の遅延時間および前記各係数乗算器の係数を、送信側の前記各遅延回路の遅延時間および前記各係数乗算器の係数とそれぞれ同じ値にし、かつ、受信側の前記各遅延回路および前記各係数乗算器を、送信側の前記各遅延回路および前記各係数乗算器に対しそれぞれ逆順に対応させて配列することを特徴とする拡散スペクトル通信方式。

## 発明の詳細な説明

10 本発明は拡散スペクトル通信方式に関し、特に直接拡散(Direct Sequence; DS)と時間ホッピング(Time Hopping; TH)の混合を不均一な遅延回路と係数乗算器を用いて同時に行い、又その逆変換により復調・情報検出する拡散スペクトル通信方式に関する。

20 DSとTHを同時に行う拡散スペクトル通信方式によると、送信側では、入力信号の列を遅延回路の列に通し、各遅延回路の接続点に接続される係数乗算器の総和をとることによりスペクトルを拡散して送信し、受信側では、受信信号を送信側の遅延回路の列に対応する遅延回路の列に通し、各遅延回路の接続点に接続される係数乗算器の出力の総和をとることによりスペクトル逆拡散を行って得た相関出力を信号検出同期回路に送って情

報を抽出する。

拡散スペクトル通信方式では、受信側で信号の自己相関特性をとることにより拡散符号の同期点を見出す必要があるので、同期点では自己相関が大きく、同期点以外では自己相関が小さいことが好ましい。

ここで、従来の拡散スペクトル通信方式では遅延回路の列を構成する各遅延回路の遅延時間が全て等しく、または、係数乗算器の係数が全て等しい。

しかしながら上記従来の技術では同期検出性能、他局間干渉及び雑音除去性能に改善の余地がある。

従って本発明は従来の技術の上記欠点を改善することを目的とし、その特徴は、遅延回路の列を構成する各遅延回路の遅延時間を不均一にすると共に、係数乗算器の係数を不均一とする拡散スペクトル通信方式にある。

第1図は本発明による拡散スペクトル通信システムのブロック図である。まず構成を説明すると、1は送信情報、2はサンプリング回路、3は第2図Aに示す構成の信号拡散回路、4は伝送路で信号に印加される雑音、5はクロック回路、6は伝送路、7は第2図Bの構成の信号逆拡散回路、8は信号検出同期回路、9は帯域フィルタ、10はクロック回路、11は受信情報である。

信号拡散回路3は第2図Aのごとく構成され、直列接続の複数の遅延回路12, 13, …, 14と、それらの接続点に接続される係数乗算器15, 16, …, 17, 18及び各係数乗算器の総和をとって伝送路に送出する加算器19とを有する。ここで各遅延回路の遅延時間 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$ は不均一で、相互に等しくなく、又各係数乗算器の係数 $C_1, C_2, \dots, C_{N-1}, C_N$ はそれぞれ+1または-1のいずれかの値をとり、かつ、不均一であるとする。

信号逆拡散回路7は第2図Bのごとく、第2図Aと逆の構成で、複数の直列接続の遅延回路21, 22, …, 23と、それらの接続点に接続される係数乗算器24, 25, …, 26, 27、及び各係数乗算器の総和をとって相関出力を得る加算器とを有する。加算器の出力の相関出力は信号検出同期回路8に送られる。信号逆拡散回路7における遅延回路22, …, 23の遅延時間 $\tau_N,$

…、 $\tau_2$ 及び係数乗算器24, 25, …, 27の係数 $C_N, C_{N-1}, \dots, C_1$ は、信号拡散回路3の各遅延時間及び各係数にそれぞれ逆順で対応している。なお第2図Aの遅延回路12の遅延時間 $\tau_1$ と第2図Bの遅延回路21の遅延時間 $\tau_0$ とは信号全体の遅延であり、これらの値は全く任意である。

第2図Aにおいて、遅延回路12, 13, …, 14の各々の遅延時間 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$ は、既にのべたごとく一定ではなく不規則遅延間隔である。  
10 入力情報源1を必要な情報を失なうことのない間隔でサンプリングし（サンプリング回路2）、それを遅延回路12, 13, …, 14によつて、その出力タップから係数乗算器15, 16, …, 17, 18を経て、時間差のある入力信号と混合して送信し、次に受信側の遅延回路21, …, 23  
15 および係数乗算器24, …, 27で、これらの拡散した信号を逆にもどして、和をとることによりN倍のプロセスゲインを得ようとするものである。この時、遅延時間 $\tau_1$ の不規則性からポアソン分布によるランダム化ならび、重み $C_i$ の不規則性から疑似雑音（Pseudo Noise；PN）の要素が加わり、送信信号は、ランダムな拡散信号となる。

ここで、遅延時間 $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_N$ 、サンプリング間隔（サンプリング回路2） $T_s = N\tau_1$ の時は、従来技術のDS拡散スペクトルの一方式となる。また、 $\tau_1$ がランダムで、 $C_1 = C_2 = \dots = C_N = 1$ の時には、従来技術のTH拡散スペクトルの一方式である。

また、拡散回路3, 12～19や逆拡散回路7, 21～28は、誘導性リアクタンスL、容量性リアクタンスC、抵抗Rと能動素子（オペアンプ、トランジスタ等）を組み合わせたもの、電荷結合素子CTD、表面弾性波素子SAWDなどで構成される。

第2図Aに示した信号拡散回路3の動作を、第3図を例にして説明する。

第3図aは信号拡散回路3の入力データすなわちサンプリング回路2の出力を示している。第3図aにおいてサンプリング間隔を $T_s$ とし、 $T_s$ の1/7を1bit間隔としている。ここで、入力データとしてデータ1およびデータ2のみを示しているが、入力データはデータ3, 4, 5…と続いているものである。

第3図bは拡散データすなわち加算器19の出力データを示している。この拡散データ上には、入力データ1に対して7個のデータ1が拡散して分布している。入力データ2についても同じ規則で分布している。これらの拡散データは、第2図Aに示される構成すなわち各遅延回路の遅延時間 $\tau_i$ および各係数乗算器の係数 $C_i$ (+1または-1)の構成により、形成されている。第3図bに示しているタップ番号は、遅延時間 $T_s/7$ を有する、同じ遅延回路を21個縦続に接続し、遅延回路の出力端に順次1~21のタップ番号を付したとき、その番号を有する出力端からタップを取り出していることを示している。すなわち、タップ番号 $N_T$  1, 2, 5, 10, 13, 18, 21の7ヶ所に係数乗算器が接続されている場合を示している。すなわちこの例は、第2図Aにおいて $N=7$ の場合である。この $1/N$ の値が、上記した1bit間隔 $T_s/7$ に対応している。また後述の式(1)中の $N_{Ti}$ ,  $N_{Tj}$ は上記タップ番号である。さらに後述の式(2)で示される必要タップ総和 $N_D$ は上記の最大タップ番号21に対応しているものである。

上記のタップ番号の中でそれぞれ隣接する番号の差が、各遅延回路の遅延時間を表している。 $T_s/N = T_s/7$ (1bit間隔)を単位時間として表すと、遅延時間はそれぞれ $\tau_2=1$ ,  $\tau_3=3$ ,  $\tau_4=5$ ,  $\tau_5=3$ ,  $\tau_6=5$ ,  $\tau_7=3$ であることが分かる。また、同じ単位時間でサンプリング間隔を表すと、 $T_s=N$ すなわち $T_s=7$ である。一方、各係数乗算器の係数は、拡散データの極性より、 $C_1=C_3=C_7=+1$ ,  $C_2=C_4=C_5=C_6=-1$ であることが分かる。すなわち、各係数乗算器の係数は、それぞれ+1または-1のいずれかの値で、かつ、不均一となつている。なお、遅延回路12の遅延時間 $\tau_1$ および遅延回路21の遅延時間 $\tau_0$ は任意時間でよく、第3図は $\tau_1=0$ の場合で示してある。

以上説明したように、信号拡散回路3は、サンプリング間隔 $T_s$ の $1/N$ の時間幅が1bit間隔となつているデータをサンプリング回路2より受け、このデータが複数の遅延回路の列を通過するとき、 $N$ 個の係数乗算器を経て、加算されるように構成されている。本発明の疑似雑音符号化は、振幅軸疑似雑音化と時間軸疑似雑音化で成立する。振幅軸に関しては、 $M$ 系列符号、ゴールド符号な

ど従来のDSに用いられた符号を割りあてることができる。時間軸に関しては、基本的にはランダムに行う。しかし、もし拡散回路3で拡散された信号が重なると、逆拡散後の出力(加算回路28の出力)すなわち第4図に示す自己相関の同期点ピーク $\theta_1$ が下がるので、その値が下がらないよう遅延時間 $\tau_i$ の間に制限がある。すなわち第3図aにおけるデータ1, 2, ...が、第3図bに示す拡散データ上で重ならないように遅延時間を設定する必要がある。この遅延時間の設定条件を、上述のタップ番号 $N_T$ で表わすと、次の条件となる。

$$N_{Tj} \neq nT_s + N_{Ti} \quad (j \neq i) \quad (1)$$

$T_s$ ; データサンプリング間隔

$\tau_p$ ; ポアソン分布の平均符号発生間隔

$N_{Ti}$ ,  $N_{Tj}$  ( $i, j = 1, 2, \dots, N$ ); 係数 $C_i$ ,  $C_j$ を有する $i$ ,  $j$ 番目の係数乗算器が接続されるタップ番号 $n$  ( $= 1, 2, \dots, \tau_p - 1$ ); ( $\tau_p - 1$ )までの自然数

さらに、必要タップ総和 $N_D$ について、次の条件が必要である。

$$\tau_p \cdot T_s \leq N_D \quad (2)$$

第3図bは式(1), (2)を満たしており、 $T_s=N=7$ ,  $\tau_p=3$ であつて、タップ番号 $N_T$ は1, 2, 5, 10, 13, 18, 21である。この構成によれば入力データは、けつして重ならない。

以上説明したように、各遅延回路の遅延時間は、1ビット間隔の時間( $T_s/7$ )を単位として、その整数倍に設定されており、かつ、係数乗算器の出力の総和をとる時に、入力データが互いに重ならないように前記整数倍の値がそれぞれ不均一に設定されている。このようにして設定された遅延時間の値を、先の説明では単に不均一と表現していたものである。

次に、係数乗算器の係数(乗算係数)や遅延の選定法について説明する。乗算係数の選定に関しては、従来のDSに用いた係数の巡回シフトを利用するので、巡回シフト位相、自己位相の選定とも呼ぶ。まず、本発明の効果の一つである同期検出性能の向上は、符号の自己相関特性によつてきまる。

符号が第2図Bに示す逆拡散回路を通過する過程で自己相関処理が行われており、加算器28の出力が自己相関信号となつている。第4図はこの自己相関特性を示している。この自己相関信号が

信号検出同期回路 8 に入力された場合、同期点での自己相関値  $\theta_0$  は劣化がなく大きいほど、また他の同期はずれの点での自己相関値  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{(N-1)}$  は小さいほど、同期検出の誤りは少なくなる。 $\theta_0$  における劣化のない条件は、前述の式(1)で述べた。同期はずれの点での値に関して、従来の均一タツプ間隔のDS方式では、データサンプリング間隔  $T_s$  と符号の長さが等しいので、自己相関の同期はずれの値は、2つのデータの値の影響しか受けず、データが等しい時の同期自己相関と、データが異なる時の奇自己相関しか存在せず、特に、奇自己相関特性は、大きな値を有していた。本発明では、これを改善することが可能となる。まず、自己相関特性の同期はずれの値を小さく抑えるための特徴パラメータの抽出について説明する。

第4図に示す符号の自己相関特性において、同期はずれの自己相関  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{(N-1)}$  の中で、その最大値  $\theta_{\max}$  を抽出する。自己相関特性は、入力の種類によってかわる。自己相関の同期点のピークが発生する間隔  $T_s = N$  の中において、相関計算に影響する入力データは、ポアソン分布の平均符号発生間隔を  $\tau_p$  とすると、 $2\tau_p$  個すなわち  $2^{2\tau_p}$  種類ある。この2進データを、早く送出したデータビットを下位ビットとして、10進化した値を  $f$  とすると、次の値が定義される。

$$\left. \begin{aligned} M_{\lambda_0} &\triangleq \max \{ |\theta_i^f(1)| \\ &1 \leq i \leq N-1, 0 \leq f \leq 2^{2\tau_p}-1 \} \\ \lambda_{\lambda_0} &\triangleq \Pr\{M_{\lambda_0}\} = L_{\lambda_0} / (N-1)(2^{2\tau_p}) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$
 $L_{\lambda_0}; \theta_i^f(1)$  を  $(N-1)(2^{2\tau_p})$  調べたうち  $M_{\lambda_0}$  になつた数である。この  $M_{\lambda_0}, \lambda_{\lambda_0}$  を最小にする遅延、巡回シフト位相の状態を自己最適 (Auto Optimal; AO) という。

また、第4図に示す符号の自己相関特性において同期はずれの時における自己相関の2乗和 (位相差  $l$  が  $1, 2, \dots, N-1$ ) と離散的にとつた場合の値、すなわち  $\theta_1^2(1) + \theta_2^2(2) + \dots + \theta_{(N-1)}^2(N-1)$  をサイドローブエネルギー (side lobe energy) といい次式で定義される。

$$S = \frac{1}{2 \cdot 2^{2\tau_p}} \left\{ \sum_{f=0}^{2^{2\tau_p}-1} \sum_{i=1}^{N-1} (\theta_i^f(1))^2 \right\} \quad (4)$$

この  $S$  を最小にする遅延、巡回シフト位相の状態を最小サイドローブエネルギー (Least Side-lobe Energy; LSE) という。LSE を選び、そ

の中からさらにAOを選ぶ方法をLSE/AO法、AOを選び、その中からさらにLSEを選ぶ方法をAO/LSE法という。

好ましくは、本発明では信号の  $S/N$  比を向上させ同期検出性能を上げるために、LSE/AO法、つまり同期外れの自己相関 (第4図  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{(N-1)}$ ) の2乗 (サイドローブエネルギー) を最小にし、次にその相関ピーク値を最小にして符号の自己位相、遅延を選択する方法、又はAO/LSE法、つまり同期外れの自己相関のピーク値を最小にし、次にそのサイドローブエネルギーを最小にするように符号の自己位相、遅延を選択する方法を採用するものとする。

以上説明したように、本発明の疑似雑音符号化は、時間軸 (すなわち各遅延回路の遅延時間) の設定および振幅軸 (すなわち各係数乗算器の係数) の設定を不均一に行うことにより実行されており、これにより第4図に示す自己相関特性の改善ができる。すなわち上述の方法によりタツプ番号 (タツプをとる位置) の決定および係数の決定を行えば、同期点以外 (同期はずれ点) における自己相関値  $\theta_i(1)$  の最大値  $\theta_{\max}$  を、DS方式より小さくするか、またはその発生確率を小さくするため、同期検出性能が向上することになる。

拡散スペクトル通信方式で多重化を行う場合には、他局の拡散符号が雑音として混入してくるため第2図Bの加算器の出力において第5図に示すような符号間の相互相関特性が新たに加わり問題となる。この値  $\theta_{ik0}, \theta_{ik1}, \dots, \theta_{ik(N-1)}$  を、すべての位相において小さくできれば他局干渉が小さくなる。そのような符号の組み合わせを求めることが必要である。

一方、これまでは、自己相関特性の同期はずれの値を評価するのに簡易性によりLSEを使ってきたが、そのためには、データの状態を考えて非常に多くの計算をする必要があり、また、 $\theta_1, \theta_2, \dots$  等の位相差が離散的にとられていたの、実際の自己相関特性とは異なり誤差が生じていた。そこで、入力データの  $+1$  と  $-1$  の発生確率が等しく、且つランダムに生起する条件の基で、個々のデータの状態を考えることなく、自己相関特性の同期はずれの値を位相差  $l$  を  $1 \sim N-1$  まで連続的にとつた場合の2乗の平均値を求める。この値を自己平均干渉係数  $r'_{ll}$  とよび、式(5)



で定義する。

また、多重化を行なう場合に問題となる第5図の相互相関特性においても、位相差 $\ell$ を0~Nを\*

$$r'_{ii} = \frac{N}{N-2} \sum_{i=1}^{N-2} \{S_{ii}(1, 1) + S_{ii}(1+1, 1+1) + S_{ii}(1, 1+1)\} \quad (5)$$

$$r_{ik} = \sum_{i=0}^{N-1} \{S_{ik}(1, 1) + S_{ik}(1+1, 1+1) + S_{ik}(1, 1+1)\} \quad (6)$$

$S_{ik}(a, b)$  は、第5図における $\theta_{ik}(1=a)$ と $\theta_{ik}(1=b)$ において、同じ入力データ $d_i$ をもつ係数(相関値)の積和である(これをsame data correlation同入力相関関数とよぶ)。式(5)の場合に $i=k$ であつて、第4図の自己相関特性における同入力相関関数を示す。また、物理的には{ }内の第1項と第2項は、位相差1ならびに1+1での離散的な相関値の2乗を示しており、第3項は、1と1+1の間の連続値を補間するものであつて、結果として、1と1+1間の相関値の2乗の平均を示している。式(5)では $1=1$ から $N-2$ の範囲で式(6)では $1=0$ から $N-1$ の範囲で、これを計算し加えている。平均のための係数 $1/N$ は、同入力相関関数に含まれている。

$r'_{ii}$ を最小にする遅延、巡回シフト位相を見出す方法を $r'_{ii}$ 法という。本発明では好ましくは、 $r'_{ii}$ 法、すなわち、同期外れの自己相関の平均干渉係数 $r'_{ii}$ を最小にするごとく、符号の自己位相及び遅延を選択するものとする。又、 $r_{ik}$ を最小にする符号の組み合わせ、遅延、巡回シフト位相を見出す方法を $r_{ik}$ 法という。

好ましくは、相互相関 $\theta_{ik}(1)$ (第5図)の位相差1を0~Nまで連続的にとつた場合の値の2乗の平均を最小にするごとく、 $r_{ik}$ 法により符号が選択されるものとする。

以上4つの方法(LSE/AO法、AO/LSE法、 $r'_{ii}$ 法及び $r_{ik}$ 法)は、従来の方法に比べ遅延要素がふくまれることに特徴があり、本発明に適用して有用である。

本発明の実施例として、 $N=7$ 、 $\tau_p=2$ の場合において、同期はずれのエネルギー(LSE)で40%、相関ピーク値(AO)の発生確率で75%の改善がはかれた。さらにそのような最良特性をもつ符号が、各符号につき4~62個存在する。従来のDSの場合には、各1個ずつしかなかった。

最後に本発明に特有の効果を列挙する。

(1) 従来の直接拡散(DS)スペクトル方式に比

\*連続的にとり、その2乗の平均値を求める方が他局間干渉を正確に表わす。この値を相互相関干渉係数 $r_{ik}$ とよび、式(6)で定義する。

らべ、符号の同期はずれのエネルギー(サイドローブエネルギー)を小さくし、また、同期はずれの相関ピーク値を押え、それにより、同期検出性能の向上、情報伝送の信頼性の向上を行うことができる。

(2) 発明の効果第1項により、自己相関特性のよい符号を多く見出すことにより、その中から、符号間干渉の小さい符号の組み合わせ、あるいは、多重度の増加が図れる。

(3) 本発明は、従来のDS方式に比べ、伝送速度は、まったく等しいが、平均符号発生間隔 $\tau_p$ 、サンプリング間隔(サンプリング回路2)時間 $T_s$ とした時、 $(\tau_p-1)T_s$ だけ、伝送遅延がはいる。しかし、最初の信号を得るのに $\tau_p$ 倍、時間があるから、確実に、第一信号から同期が情報を捕捉できる。

(4) 本発明は、時間軸上にも信号を拡散するので、伝送路上で加わったインパルス性バースト雑音や周期性バースト雑音に対する影響の低減化効果があり、データ誤り率の改善が図れる。これは従来の拡散スペクトル通信方式にはなかった新たな特徴である。

(5) 発明の効果第1項、第2項、第3項、第4項記載内容は、平均符号発生間隔 $\tau_p$ の増加とともに、より大きな改善がはかれる。

#### 図面の簡単な説明

第1図は本発明による拡散スペクトル通信システムのブロック図、第2図Aは第1図における信号拡散回路3のブロック図、第2図Bは第1図における信号逆拡散回路7のブロック図、第3図a及びbは本発明の信号拡散の説明図、第4図はPN符号の自己相関 $\theta_i(1)$ の説明図、第5図はPN符号の相互相関 $\theta_{ik}(1)$ の説明図である。

1…情報源、2…サンプリング回路、3…信号拡散回路、4…外乱雑音発生回路、5…送信側クロック回路、6…伝送路、7…信号逆拡散回路、8…信号検出同期回路、9…帯域フィルタ(B.P.

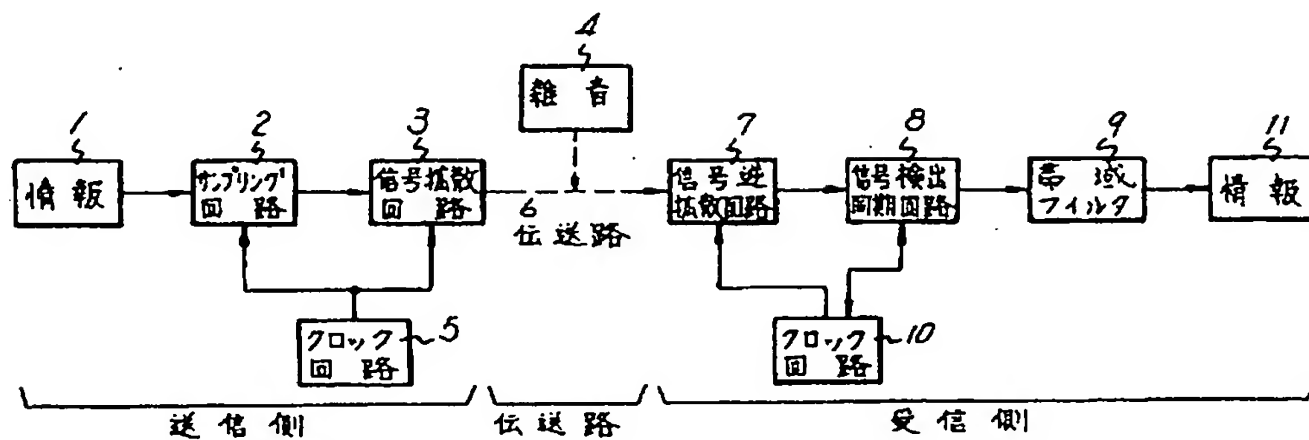
11

F)、10…受信側クロック回路、11…出力情報、12…遅延時間 $\tau_1$ の遅延回路、13…遅延時間 $\tau_2$ の遅延回路、14…遅延時間 $\tau_N$ の遅延回路、15…係数 $C_1$ の係数乗算器、16…係数 $C_2$ の係数乗算器、17…係数 $C_{N-1}$ の係数乗算器、18…

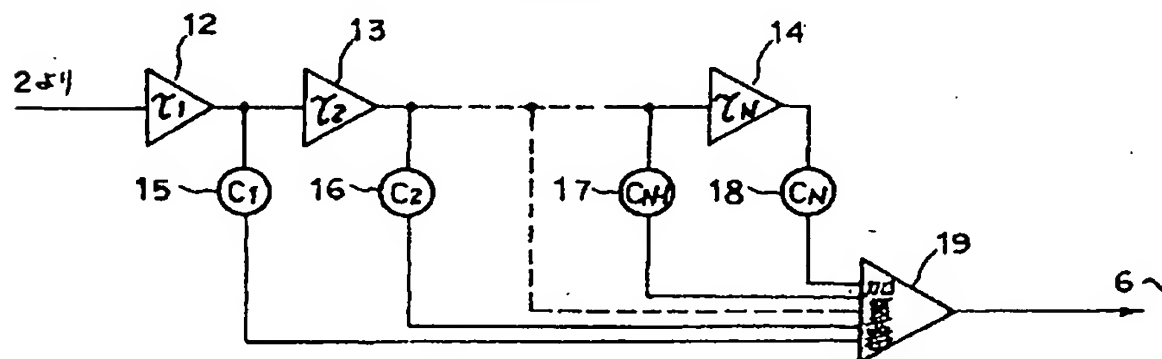
12

係数 $C_N$ の係数乗算器、19…信号加算器、21、22、23…遅延時間 $\tau_0, \tau_N, \dots, \tau_2$ の遅延回路、24、25、26、27…係数 $C_N, C_{N-1}, \dots, C_2, C_1$ の係数乗算器、28…加算器。

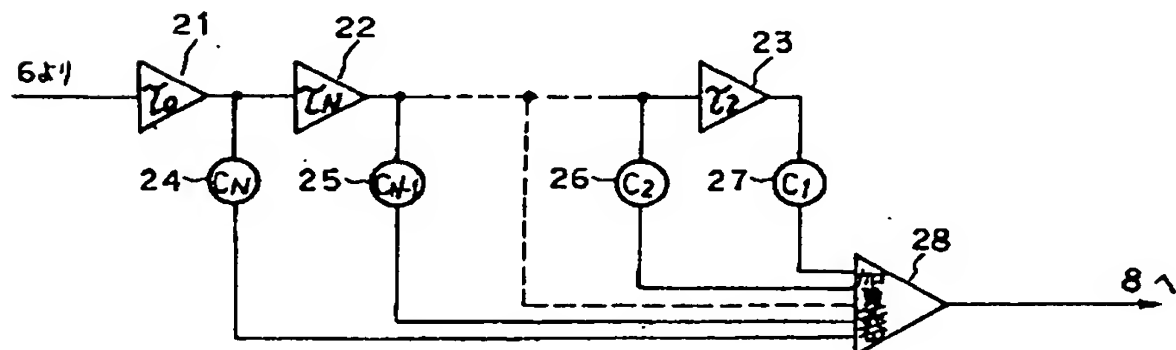
第1図



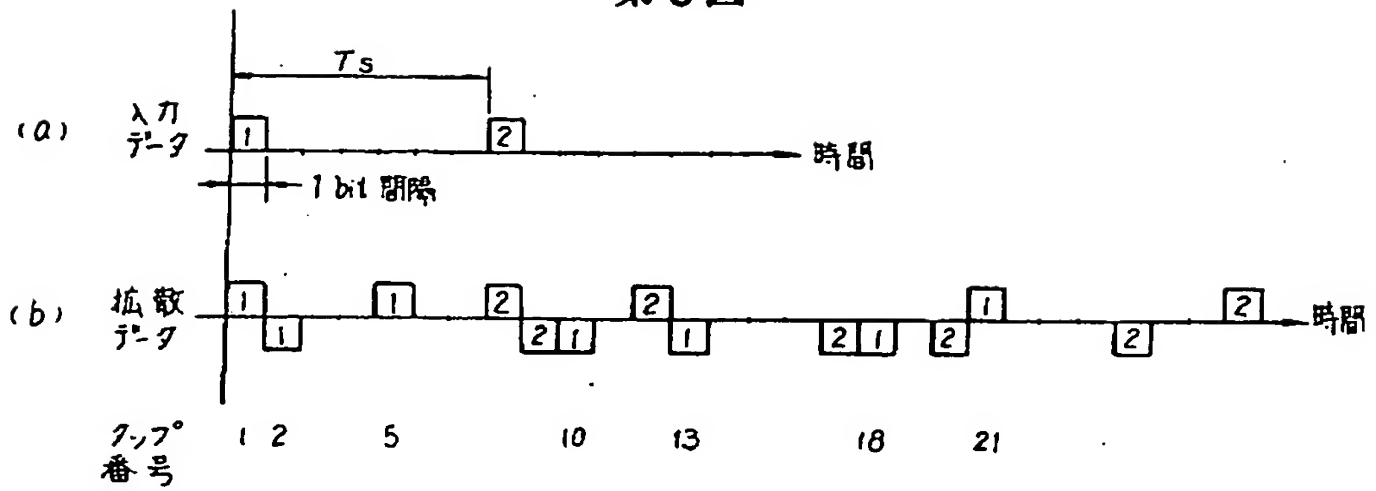
第2図 A



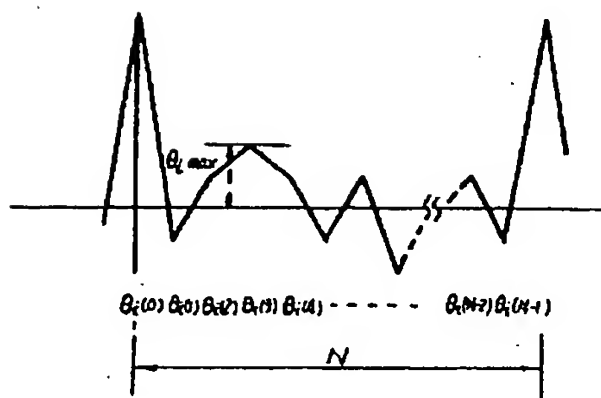
第2図 B



第3図



第4図



第5図

